RAZzies

Maandblad van de Radio Amateurs Zoetermeer



Juni 2020

Met in dit nummer:

- Aanvullend experimentje met transistor
- Opa Vonk verklaart
- FT8
- De Tri-Tet oscillator
- Uitgangsstabilisator voor DDS-VFO
- PA3CNO's Blog
- Afdelingsnieuws

Colofon

RAZzies is een uitgave van de Radio Amateurs Zoetermeer. Bijeenkomsten van de Radio Amateurs Zoetermeer vinden plaats op elke tweede en vierde woensdag van de maanden september - juni om 20:00 uur in het clubhuis van de Midgetgolfclub Zoetermeer in het Vernède sportpark in Zoetermeer.

Website:

http://www.pi4raz.nl

Redactie:

Frank Waarsenburg
PA3CNO
pa3cno@pi4raz.nl

Eindredactie:

Robert de Kok
PA2RDK
pa2rdk@pi4raz.nl

Informatie:

info@pi4raz.nl

Kopij en op- of aanmerkingen kunnen verstuurd worden naar razzies@pi4raz.nl

Nieuwsbrief:

http://pi4raz.nl/maillist/subscribe.php

Van de redactie

Maand 3 van de lockdown. Als mijn leasebak 200km gereden heeft in die tijd, is het veel. Gek genoeg is de fut om te experimenteren een beetje verdwenen. Je zou zeggen dat je met dat thuiszitten tijd genoeg hebt om lekker te hobbyen, maar ik mis de verenigingsbijeenkomsten met de knutsels die altijd te zien zijn, de discussies, de koffie... En dan is de drive een beetje weg. Ik hou het maar bij lezen en het op zoek gaan naar interessante onderwerpen om hier over te schrijven. Het blijft toch wel een uitdaging om elke maand weer voldoende materiaal te verzamelen om dit blad vol te schrijven. Dus als je nog wat te melden hebt aan je mede-amateurs, dan hou ik me aanbevolen voor de kopij van je hobby-beleving. Hoeft geen proza te zijn, ik maak er wel wat moois van.

Voor wat betreft de condities is het nog steeds erg wisselend. Het ene moment kijk ik achter mijn set of de antenne er wel in zit en het volgende moment zie ik op het cluster openingen gemeld worden op 70MHz. Het Es seizoen lijkt dus begonnen te zijn. Overigens is het ook leuk om eens op 60m te kijken. Het is natuurlijk maar een klein bandje (15kHz breed) en je mag er maar 15W stoken (hoewel ik de indruk heb dat niet iedereen zich daar aan houdt) maar desondanks kan je er ontzettend leuke verbindingen maken. Doe eens gek, draai eens naar 60m.

Aanvullend experimentje met transistor

Frank Vermeulen PA5FJM

Verder met mijn experimentjes om de elektronica goed te leren en hopelijk ook zo ver te komen dat ik ook fatsoenlijk een eigengebouwd amateurstation heb. We zijn al weer een jaar later en ik ben nog niet op de helft van waar ik had willen zijn. Mijn eigenlijk doel was om eind vorig jaar de BITX die al jaaaaaaaren geleden in Zoetermeer als project gebouwd was af te hebben. Door studie en andere "smoezen" komt er weinig van. Maar goed, nieuw jaar, nieuw begin. En toch ga ik nog even verder met waar ik de vorige keer gebleven ben: de transistor. Vooral de laatste uitleg van Opa Vonk (zie RAZzies december 2019) moest ik toch een paar keer lezen. Begrijpen deed ik het wel, maar snappen…..

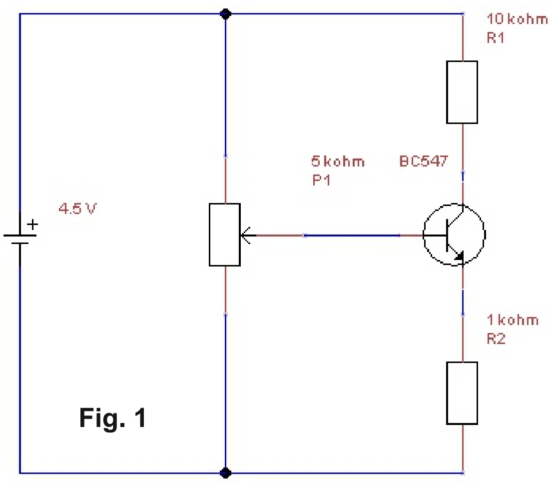


Fig. 1

Afijn, schakelingetje gebouwd (zie fig. 1) en meten maar. Eerst eens even kijken naar de spanning over de emitterweerstand. Die liep van 0V naar (ongeveer) 3,9V. Ok, 0V omdat de

transistor niet geleidt naar 3,9V in volle geleiding. 3,9V? Oh ja, de spanning van de batterij min de spanning over de basis-emitterovergang. Mooi.

De spanning gemeten over de collector-weerstand. We beginnen bij 0V en loopt vervolgens netjes op naar 4,13V en toen weer naar ongeveer 0,8V. Ehm, wat gebeurt hier? Beginnen bij 0V? Ok, dat klopt: transistor niet in geleiding, er loopt geen stroom, ergo: geen spanning over de weerstand. Er begint stroom te lopen, dus de spanning loopt op. Snap ik. 4.13V? Er staat natuurlijk ook spanning over de emitterweerstand en er kan maximaal 4.5V verdeeld worden. Check. Maar dan weer terugvallen naar ongeveer 0,8V? Wat is hier aan de hand? Meten is weten, zolang je weet wat je meet en dat weten doe ik dus even niet meer. Hmm, Opa Vonk had het over een spanning van 100mV over de emitterweerstand geeft 1V over de collectorweerstand met de gegeven weerstandjes. Dat is eigenlijk wel een mooi idee om uit te gaan proberen.

Begonnen met 100 mV over Re en geprobeerd alles te gaan meten, zowel spanning als stroom (hoewel natuurlijk spanning of stroom te berekenen valt als een van de twee bekend is, aangezien de weerstand bekend is). En zo elke keer Ure met 100 mV verhoogd tot 1V en toen nog een keertje 1.5V. Mijn vingers begonnen toen al aardig zeer te doen van elke keer de krokodilleklemmetjes te verwisselen waarmee ik de schakeling had opgebouwd, hi. De resultaten staan in tabel 1. De waarden zijn indicatief, aangezien er ook afrondingen inzitten.

Opa Vonk had aangegeven dat, als ik Ub ver genoeg opdrijf, de transistor niet meer lineair zou werken. Dat is inderdaad terug te zien in de gemeten waarden. Als ik Ub (dus eigenlijk Ib) maar hoog genoeg maak komt de werking van de transistor in het gedrang. Zo zeer zelfs dat Irc en dus Urc zelfs terugloopt. Omdat ik Ub steeds hoger maakte, wordt ook Ib hoger. De drempelspanning tussen basis en emitter is hoger dan 0.7V, dus de transistor geleidt. Doordat Ib steeds hoger wordt, wordt Ie steeds hoger: Ie = Ib + Ic. Ie loopt ook door de emitterweerstand en bepaalt dus de spanning over deze weerstand. Als Ire hoger wordt, wordt Ure ook hoger. De totale spanning over Urc, Uce en Ure kan niet hoger worden dan de batterijspanning en dus 4.5V. Ib wordt steeds hoger en dus ook Ie. Doordat Ie hoger wordt, wordt Ire hoger en dus ook Ure. De transistor wil blijven versterken, maar loopt kennelijk vast omdat er minder spanning overblijft voor Rc. Hierdoor loopt er minder stroom door Rc. Doordat dus Ure hoger wordt, wordt Urc steeds lager. Het omklappen verklaard.

Ure	Urc	Ub	Uce	Ire	Irc	Ib
(V)	(V)	(V)	(V)	(mA)	(mA)	(mA)
0,1	1	0,7	3,4	0,09	0,09	0,0003
0,2	2	0,8	2,5	0,2	0,2	0,0007
0,3	3	0,9	1,5	0,3	0,3	0,0011
0,4	3,90	1	0,4	0,4	0,4	0,0015
0,5	4,16	1,2	0,023	0,5	0,4	0,07
0,6	4,08	1,27	0,011	0,58	0,4	0,17
0,7	3,9	1,4	0,009	0,7	0,4	0,3
0,8	3,9	1,5	0,008	0,8	0,38	0,4
0,9	3,8	1,6	0,007	0,9	0,37	0,5
1	3,7	1,7	0,007	1	0,36	0,62
1,5	3,2	2,2	0,007	1,48	0,31	1,16

Tabel 1. Gemeten waarden van Fig. 1

Toch grappig om te zien wat er gebeurt. Weer een hoop geleerd. Lijkt me interessant om dit experimentje straks nog eens te doen met een signaaltje op de basis en kijken met een scoop wat er dan gebeurt.

FET testen

Had ik de vorige keer een BF245 te pakken i.p.v. een BC547, leverde me dat direct een les op: verwisseling van onderdeeltjes geeft stank, HI. Vermoedelijk doorgebrand, maar dat willen we toch zeker weten. Maar hoe test je een FET? Lang leve internet. Voorbeelden genoeg te vinden, vooral op youtube.

Eerst de FET maar eens doormeten. Goed, les 1 bij de sportmassage: eerst de gezonde kant onderzoeken, want dat is het referentiekader. Dus eerst een gezonde FET. Volgens de uitleg zou een N-kanaal JFET voorgesteld kunnen worden als fig. 6-1. Ik heb de verbinding tussen D en S kortgesloten, want ik wist niet goed hoe ik dat het beste kon tekenen. Vanuit de gate vertrekken dus twee diodes. Eerst maar eens gekeken met een diode welk meetsnoer van mijn multimeter de plus is en welke de min. Als ik mijn rode snoer aan de anode doe en de zwarte aan de kathode, dan geleidt de diode. Mooi, aan het rode snoer zit dus de "+". Even de "pinbezetting" opzoeken, multimeter in de stand "Ω" en meten maar.

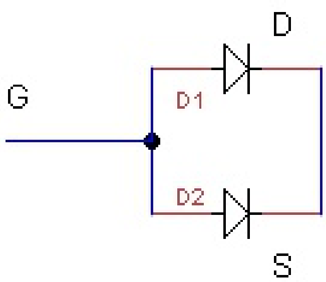


Fig. 6-1 N-kanaal JFET.

Uit de metingen is inderdaad mooi te zien dat met de "+" aan de gate en "-" aan de drain, vervolgens aan de source, er zowel richting drain en richting source een stroompje loopt (ofwel er werd weerstand gemeten). Zoals aangegeven zijn de gate-drain en gate-source overgangen eigenlijk diodes (zie fig. 6-1). Wat als ik ga meten met de diodetester? In beide gevallen kreeg ik ongeveer 0,67 V.

Nu de snoertjes omdraaien, dus "-" aan de gate en "+" aan drain, resp. source, en geen stroom. Tussen drain en source is er een open kanaal, dus dat moet betekenen dat er gewoon een stroompje kan lopen. En inderdaad, er liep een stroompje. Zowel met de "-" aan de drain en de "+" aan de source, als anderom.

Het referentiekader is nu dus bekend.

Nu de kapotte BF245. "+" Aan de gate en "-" aan de drain resp. source. Resultaat: gepiep. Mijn multimeter stond nog op de diodetester. Even op de weerstandsmeterstand gezet en resultaat: bijna een kortsluiting. Snoertjes omgedraaid (dus "-" aan gate en "+" aan drain resp. source) en hetzelfde resultaat: bijna een kortsluiting. Conclusie: de JFET brandt dus inderdaad letterlijk door, HI.

FET uitproberen

Nu de FET's getest zijn kan ik het in een schakeling uitproberen. Het eerste uitprobeersel werd zoals in fig. 6-2 getekend. Dit schema stond ook in het reeds bekende boek "Elektronica echt niet moeilijk". Echter, in het boek werd de 4.5V batterij open gemaakt om aan de gate een spanning van 1.5V aan te bieden en tussen drain en source 3V. Ik had wel een 4.5V en een 9V batterij liggen. Omdat ik niet zeker wist (en ook geen zin had om het uit te proberen, want zoveel FET's heb ik ook weer niet) wat er met de FET zou gebeuren als ik in plaats van 3V 9V tussen drain en source zou zetten, heb ik een weerstand van 10kOhm opgenomen.

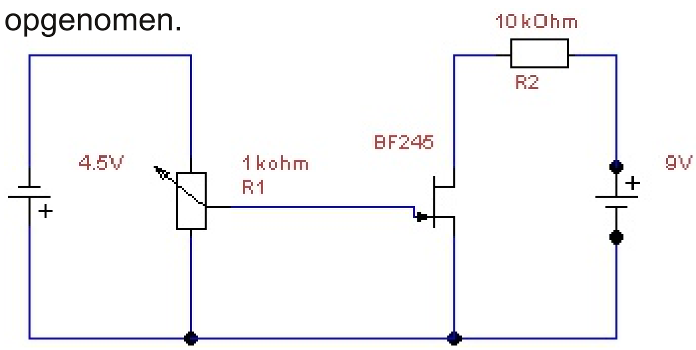


Fig. 6-2. Eerste testje met FET.

De theorie zegt dat de aangeboden spanning op de gate de stroom door de drain-source bepaalt. Om te beginnen had ik in de drainleiding een stroommeter opgenomen. Eerst P1 aansluiten. Om nog geen stroom door de potmeter te laten lopen had ik alleen de plus van de 4.5V batterij aangesloten. Vervolgens het FET-gedeelte

opgebouwd. Grappig was dat, toen ik de plus van de 9V batterij via R1 aan de drain aansloot, er al een stroom begon te lopen.

Eerst op de loper van P1 de maximale spanning gezet, ofwel -4.7V. Ids bleek ongeveer 0,26 mA te zijn. Uiteraard stond er ongeveer 2,6V over R1 en 6,5V over de drain-source van de FET. Vervolgens de loper de andere kant opgedraaid, ofwel 0V. Ids was nu ongeveer 0,89 mA. Over R1 stond (uiteraard) 8,9V en Uds was ongeveer 0,2V.

Kortom, hoe negatiever de Ugs, des te lager is Ids en des te hoger is Rds. Met andere woorden, de FET wordt “dichtgeknepen”. Ik ben benieuwd wat er gebeurt met de kapotte FET. Dat gaan we dan ook uitproberen.

Het grappige was dat de kapotte FET inderdaad hele andere waarden gaf. Er waren enkele dingen die me opvielen. Als ik de gate-spanning terugdraaide van -4.7V naar 0V liep de stroom Ids af van 1.4mA naar 0.9mA. Dit is dus tegengesteld aan een gezonde FET. Maar deze stromen lopen ook door R1. Aangezien deze 10 kΩ is, zou dat betekenen dat de spanning over R1 bij Ugs van -4.7V ongeveer 14V moeten zijn. Gemeten bleek deze 13.8V te zijn. Kortom, over R1 staat de totale spanning van de 4.5V- en 9V-batterij. Kennelijk wordt de P-N-overgang in de FET dusdanig vernield dat a.h.w. het negatieve potentiaal van de 4.5V-batterij op R1 komt te staan, waardoor er een spanningsverschil van 13.8V over R1 komt te staan. Dit geeft het idee dat de stroom door de drain-gate overgang loopt i.p.v. tussen drain-source. Dit gaan we toch even controleren. Schakeling nog steeds zoals fig. 6-2 en een ampere-meter tussen de loper van P1 en de gate van de FET. En inderdaad, er loopt tussen de loper van P1 en de gate dezelfde stroom als door R1. Nu de boel gaan ombouwen dat de ampere-meter tussen de source en de 0 zit en zie daar: een onstabiel stroompje van enkele μA.

Zoekende op Youtube naar leuke filmpjes over FET’s kwam ik inderdaad een leuk experimentje tegen. Het was bijna gelijk aan het schema in fig. 6-3. Op het filmpje bestond P2 uit 2 vaste weerstanden. Ik heb er een potmeter van gemaakt, zodat ik daar lekker aan kon draaien en verschillende spanningen op de source zetten. In het oorspronkelijke schema was R1 een weerstand van 4.7kΩ. Deze had ik niet in de buurt, maar wel 2 x 10 kΩ. Parallel schakelen maakt ook een weerstand van 5 kΩ. Dat is bijna 4.7 kΩm, dus lijkt me wel geschikt.

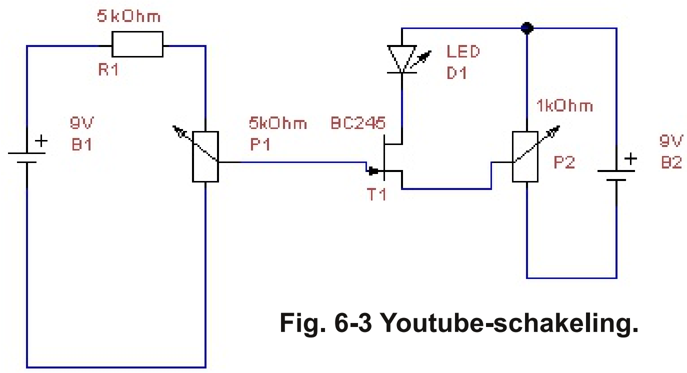


Fig. 6-3 Youtube-schakeling.

Eigenlijk een heel simpel schemaatje, zolang de FET geleidt zal de LED branden. Het leek me leuk om P2 als potmeter op te nemen, omdat ik dan bij verschillende source-spanningen kon kijken wat de FET zou doen. En dat werd weer interessant. Ik heb de resultaten weer even in een tabelletje (tabel 1) gezet. De spanningen van P1 en P2 zijn de spanningen op de lopers. Om het mezelf makkelijk te maken had ik voor B1 én B2 dezelfde batterij genomen (dus geen twee losse).

P1	P2	Ir1	Ig	Ids	LED
(V)	(V)	(mA)	(mA)	(mA)	brandt
0-4,1	9	0,95	0	0	niet
0,8	0	1,56	1,3	26,8	fel
0	0	0,94	0	10,9	normaal
4,00	4,4	0,94	0	9,8	normaal
0	4,4	0,94	0	3,5	Heel zwak

Tabel 1. Resultaten uit fig. 6-3 met gezonde FET

Kennelijk is het gedrag van de FET vergelijkbaar met een gewone transistor: bij extreme waarden

op de source (P2) doet de FET vreemd. Als ik de source aan 9V hang met P2 komt de FET helemaal niet in geleiding. Noch bij P1 = 4.5V, noch bij P1 = 0V. Kennelijk is de verhouding tussen gate en source dusdanig negatief dat de FET niet meer geleidt. Als ik de source op 0V breng, dan gaat de FET ook bokkesprongen vertonen. Ik heb de loper van P1 van de ene uiterste stand naar de andere uiterste stand gedraaid. Wat me opviel was dat op de loper in de eerste stand slechts 0.8V gaf. Volgens de stand zou deze eigenlijk ongeveer 4.5V moeten zijn. Loper aan de +-zijde van de batterij, dus de maximale weerstand. Zijn dan twee weerstandjes van 5 kΩ, dus de helft van de spanning. Wat is hier aan de hand?

Indicatie was dat de LED behoorlijk fel brandde. De stroom gemeten die door R1 loopt en deze vond ik behoorlijk hoog. Ook de stroom richting de gate was hoog (vergeleken met de andere metingen) en ook de stroom door de drain-source was hoog te noemen. Vandaar de felle LED. Maar Ugs was niet negatief, maar positief. De spanning op de source was 0V (loper van P2) en op de gate stond 0.8V. Kennelijk was de weerstand in de FET dermate laag geworden dat P1 en de FET met P2 een parallelschakeling met lage weerstand geworden, waardoor een hoge stroom kon lopen en de lage spanning op P1 verklaard. Conclusie: als de gate positief is t.o.v. de source gaat de FET gekke dingen doen. Toen ik P1 de andere kant opdraaide, ofwel aan de “–” van de batterij legde brandde de LED een stuk minder fel, eigenlijk zoals ik van een LED verwacht. Dit bleek ook uit Ids. Deze was een stuk lager geworden.

Vervolgens P2 op ongeveer de helft gezet. Even mikken en 4.4V vond ik wel netjes. Het is niet nodig om al te kritisch te worden, het is maar indicatief om een idee te krijgen. P1 in de ene uiterste stand gezet, ofwel de loper aan de kant van de “+” van de batterij gezet. Er bleek 4 V op de loper te staan. De LED brandde in mijn ogen normaal. Bij de andere uiterste stand, ofwel 0V, brandde de LED heel zwak, maar nog wel te zien.

De laatste twee testen lieten hetzelfde beeld te zien als de testjes bij Fig. 6-2: hoe negatiever de gatespanning t.o.v. de source staat, des te lager Ids. Ook laat dit experiment heel mooi zien (althans, dat vind ik toch) dat de FET op spanning reageert i.p.v. stroom zoals bij een gewone transistor. Dit blijkt wel uit Ig. Althans, als de FET normaal staat ingesteld.

Hoe zou de kapotte FET het doen in een “echte” schakeling? De gezonde FET in fig. 6-3 vervangen door de kapotte en de resultaten waren verrassend. Toen ik de loper van P2 aan de “+” van de batterij legde, als ik P1 van hoog (6.9V) naar laag (0V) draaide de FET steeds feller ging branden en bijna bij 0V dat de LED uitging. En als ik heel rustig draaide dat de LED zelfs nog zwakjes bleef branden. Maar, 6.9V op de loper van P1, terwijl het een spanningsdeler is. Dus eigenlijk zou hier dus ongeveer 4.5V moeten staan. Dan de spanning over R1 maar eens meten: 1.8V. Hmmm, hier gebeuren dus inderdaad gekke dingen, HI. De combinatie R1/P1 als spanningsdeler werkte pas als ik de loper van P1 naar 0V draaide.

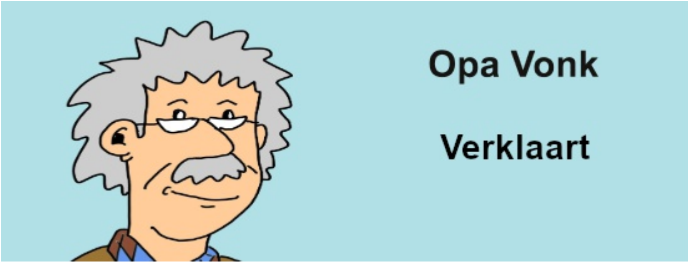
Op een of andere manier was de polariteit ook negatief. Toch enkele keren stap voor stap de meetsnoeren aangesloten, en ja hoor, het bleef negatief.

Wat mij ook opviel was dat er altijd wel een stroompje richting de gate liep, terwijl dat bij de gezonde FET bijna geen enkele keer gebeurde. Toen zowel op de loper van P1 als P2 0V stond, liep er wel heel veel stroom door de FET. Grappig was om te zien dat de LED zelfs niet meer groen brandde maar een vuile gele kleur had. Ook bleek de stroomsterkte langzaam af te lopen.

Kortom, er gebeuren hele gekke dingen als een FET is doorgeslagen. Kennelijk slaat de P-N-overgang in de FET letterlijk door.

Dit was een eerste verkenning van de FET.

Volgend onderdeeltje volgens “Elektronica, echt niet moeilijk”: de condensator.



Tijd voor Opa om wat licht te laten schijnen op de vragen die Frank opwierp in zijn interessante betoog. Laten we beginnen met te kijken naar de FET die Frank gekozen heeft: de BF245. Wat belangrijk is om te weten van een FET is zijn Gate-Source Cutoff Voltage. Ofwel: de spanning op de gate waarbij er geen (of een verwaarloosbare) stroom loopt van Drain naar Source. Daarvoor kan je het datasheet van de desbetreffende FET raadplegen. En volgens dat datasheet is de Gate-Source Cutoff Voltage ergens tussen de -0,5V en -8V, afhankelijk van de exemplaar spreiding. Dat wil dus zeggen dat als de spanning op de Gate 0V is ten opzichte van de Source, er al stroom loopt door de FET. En dat is dan ook precies wat Frank constateerde. Sterker nog: ook dat staat zelfs in het datasheet als Zero-Gate-Voltage Drain Current, en die is voor de BF245 tussen de 2 en 25mA. Om die reden loopt er in Figuur 6.2 dus stroom als de loper van R1 op 0V staat, en neemt de stroom af naarmate de loper meer naar de min van de batterij gedraaid wordt.

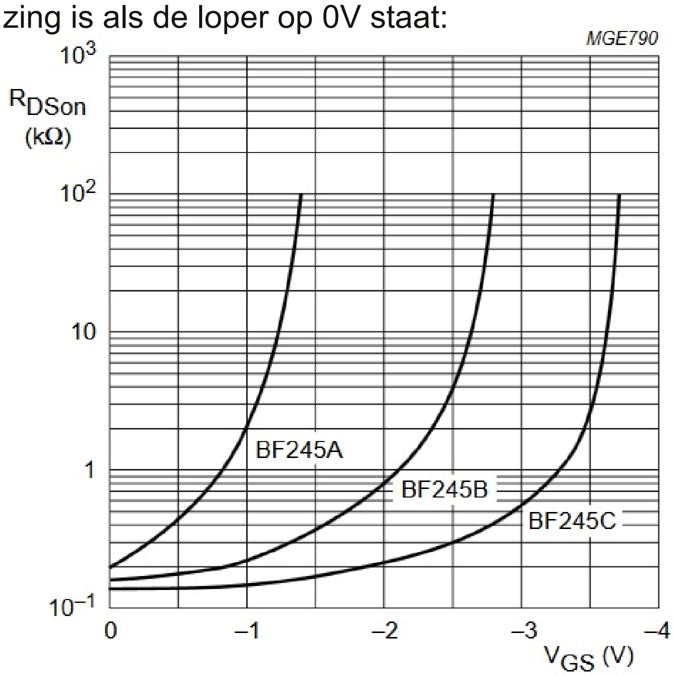
Dat brengt me op Figuur 6-3. Mijn vermoeden is dat in het Youtube filmpje geen BF245 is gebruikt, maar een ander type FET zoals de 2N7000. Om te beginnen kan de schakeling in Figuur 6-3 nooit werken omdat de Gate spanning geen enkele referentie heeft ten opzichte van de Source of de Drain. Dat het in Frank's geval goed gegaan is, is omdat hij in zijn beschrijving opmerkt dat hij voor B1 en B2 dezelfde batterij gebruikt heeft. En daardoor mag je in de figuur de twee minnen van de batterij aan elkaar tekenen, waardoor de Gate wél een referentie heeft ten opzichte van de

P1	P2	Ur1	Ir1	Ig	Ids	LED
(V)	(V)	(V)	(mA)	(mA)	(mA)	brandt
6,9	8,8	1,8	-0,4	-1,2	-1,2	zwak
0	8,8	4,6	-0,9	-0,35	0,25	zwak
6,4	0	1,8	0,38	1,18	1,18	zwak
0	0	2	0,7	100	98	Heel fel
6,6	4,5	1,9	0	1,1	1,1	zwak
0	4,5	3,7	0,8	74	79	fel

Tabel 2. Resultaten uit fig. 6-3 met kapotte FET

Source. Een andere reden waarom ik denk dat er een andere FET gebruikt is, is dat B1 nu een *positieve* spanning op de Gate zet. Je krijgt de FET op die manier dus nooit dicht, want daar is een negatieve spanning voor nodig. In deze opstelling kan je de stroom door de FET dus alleen wijzigen van veel naar heel veel, maar niet naar nul.

Een gevaar zit daarbij in de toepassing van P2. Wordt de loper van P2 naar de min van de batterij gedraaid, dan is er effectief geen weerstand meer in serie met de LED, anders dan de "AAN" weerstand van de FET. Die ligt bij een BF245 gelukkig nog in de ordegrootte van 150-200Ω, zodat er nog énige stroombegrenzing is als de loper op 0V staat:



Het betekent wel dat de stroom kan oplopen tot zo'n 50mA, maar zowel FET als LED overleven dat wel. Anders wordt het als je hier de kapotte FET gaat inzetten. Die meette immers naar alle aansluitingen zo ongeveer een kortsluiting en als je dan de loper van P2 naar nul draait, is er nu niet meer de ongeveer 150Ω van de R_{DSon}. Er is dus geen stroombegrenzing en daarom brandde de LED zo fel. Geen wonder dat hij een heel andere kleur begon te geven: waarschijnlijk was hij zijn substraat aan het opstoken.

Een ander punt waar ik op wil wijzen, is het vervangingsschema van deze BF245 FET. Frank tekende de FET als twee diodes. Voor deze JFET is dat correct. Maar voor een MOSFET niet. Bij een MOSFET is de gate eigenlijk een soort condensator waardoor je met een multimeter in geen enkele richting een weerstand zal meten tussen Gate en de twee andere aansluitingen van de FET. Dat betekent dan niet dat de FET defect is. Bij dit soort FETs moet je heel voorzichtig zijn bij het aanraken van de Gate. Omdat de Gate impedantie heel erg hoog is, kunnen hoge spanningen b.v. als gevolg van statische elektriciteit de "condensator" doen doorslaan, waardoor dit type FET snel kapot gaat. De 2N7000 FET waar ik al even aan refereerde is zo'n FET. Pakken we daar het datasheet van bij, dan zie je dat de Gate Threshold spanning waarbij de FET begint te geleiden, ergens tussen de 0,8V en 3V ligt. Deze FET zou dus prima functioneren in de testschakeling van figuur 6-3. Wil je meer weten over de verschillende typen FETs, pak dan de RAZzie van november 2018 er nog eens bij. Daar heeft Opa al eens uitgebreid uit de doeken gedaan hoe een FET werkt en welke verschillende typen FET er zijn.

Kijken we nog even naar de proef met figuur 6-3. Frank merkt op dat als hij de Source met P2 aan de 9V hangt, de FET helemaal niet in geleiding komt. Dat gebeurt wel, er gaat alleen geen stroom lopen. En waarom niet? Over een LED valt normaal gesproken een Volt of 2. Over rode LEDs wat minder, over witte wat meer. Dat betekent dat als je de Source naar 7V draait, er eigenlijk geen stroom meer kan gaan lopen. Immers, 7V op de Source betekent dat er nog maar 2V over is om de LED in geleiding te brengen en dat is op het randje. Draai je P2 naar 9V en zet je de Gate eveneens op 9V, dan is de spanning tussen Gate en Source in dat geval 0V. Daarbij is een BF245 wel in geleiding, maar er kan geen stroom meer lopen omdat er geen spanning meer over is. De LED staat al op 9V, en de Source nu ook.

Vervolgens zette Frank de Source met P2 op 0V. Daarna draaide hij de loper van P1 van de ene naar de andere uiterste stand, en vroeg hij zich af waarom de spanning op de loper van P1 slechts 0,8V was. Het antwoord zit in figuur 6-1: de Gate-Source overgang is een diode en daarvan is de doorlaatspanning ongeveer 0,8V. De *stroom* door de Gate zal dus wel toenemen bij het verder opdraaien van P1, maar de *spanning* blijft 0,8V omdat dat de doorlaat-spanning van de PN overgang is. Dat de LED fel brandde heb ik zojuist al verklaard: met de loper van P2 aan de min blijft alleen de aan-weerstand van de FET over om de stroom te begrenzen. En die stroom is met P2 alleen in te stellen tussen veel en heel veel, omdat de Gate in geleiding gebracht wordt en dus niet af te knijpen is. Daarvoor zou zijn spanning negatief moeten worden ten opzichte van de Source. Dus toch een tweede batterij en deze andersom aansluiten, dan kan je de stroom terugregelen naar nul.

Als je gaat experimenteren met halfgeleiders is het altijd leerzaam om het datasheet van de desbetreffende halfgeleider op te zoeken. In het begin is het lastig om je weg te vinden in de overvloed aan informatie die zo'n datasheet over je uitstort, maar gaandeweg leer je de parameters kennen en op waarde te schatten. Hoeveel stroom mag de halfgeleider voeren? Hoeveel vermogen mag hij dissiperen? Wat is de maximale spanning die hij nog aan kan? Op die manier leer je hoe je de componenten zodanig kunt inzetten dat ze heel blijven bij de taak die je ze toebedeeld hebt. Niet alleen meten is weten, lezen is dat ook!

FT8

Wim PE1PWR

Menig zendamateur vindt dat digitale modes niet echt met zendamateurisme te maken hebben. Dit merk je snel op als je met iemand in gesprek raakt op de zender. Toch kan ik persoonlijk die mening niet delen. Gesteld dat je doof of slechthorend bent en gesprekken niet goed kunt volgen. Of als je niet heel kundig bent in morse en je wilt toch iets gaan doen in de zendhobby dan zijn de digitale modes toch een manier om mee te kunnen doen. Zelf ben ik helaas een jaar geleden getroffen door ménière. Wat is dat hoor ik je zeggen. Het is een aandoening van je binnenoor. Om kort uit te leggen. Geen dag is hetzelfde. Ik ervaar nu een enorme ruis in mijn gehoor. Vaak is mijn oor geheel dicht. Daarbij ook een fluittoon die dagen blijft hangen. Als ik gesprekken aan ga op de zender komt alles vervormd binnen. Soms zelfs met echo. Wil niet zeggen dat ik mij niet aanmeld bij de rondes van Gouda, Delft en Zoetermeer. Het kost mij wel veel moeite om gesprekken te kunnen blijven volgen. Je goede oor gaat in een soort over mode om alles te compenseren. Gevolg nog meer vervorming. Door dit alles heb ik naast de gesprekken op de zender mijn hart verpand aan digitale modes. Waar ik eerst heel driftig bezig was om morse te leren is dit nu veel rustgevender voor mij. De morse tonen kan ik bij tijd en wijle echt niet hebben. Geen goede basis om het aan te leren. Inmiddels bezit ik nu daarbij diverse certificaten voor digitale modes.

Op het moment doe ik ook mee met FT8/4 wedstrijden en kan me daarmee prima vermaken. Het is toch iedere keer weer verbazingwekkend hoe ver je komt zonder condities. Je signaal wordt ver onder het ruisniveau eruit gefilterd en beantwoord. Nu weet ik ook wel dat sommigen te veel vermogen inzetten bij FT8 en dit is geheel niet nodig. Sommigen komen zo hard binnen dat je AGC dichtgeknepen wordt en de zwakkere stations onderdrukt worden. Op rustige momenten werk ik met 5 Watt over de halve wereld met goede resultaten. Zeker vanaf de camping waar het storingsniveau S1 is. Dan blijkt de meerwaarde te zitten in een zeer laag storingsniveau in plaats van in vermogen. Vaak proberen stations op de thuisbasis je te bereiken maar door de QRM komen ze daar niet meer doorheen. Dit is vaak de reden dat je zelf in Nieuw Zeeland terecht komt maar geen antwoord krijgt. Let op: je domweg het tegenstation niet ontvangt. Ik heb berichten uit Nieuw Zeeland gekregen via QRZ dat ze me wel beantwoord hadden maar dat ze kennelijk niet binnen kwamen. Ik verwacht op de camping dat dit wel een keer gaat lukken.

In de shack staat thuis voor digimodes de Icom 9100. Daarop een heel klein stukje coax die direct een Balun in gaat om over te gaan naar een 450 ohm kippenladder. De balun zorgt ervoor dat je signaal van een asymmetrische naar een symmetrische aansluiting overgaat. Vanaf het dak 2 armen van 23m. Om te zorgen dat ik geen terugwerking in de set krijg, maak ik zelf gebruik van 4 stukken kippenladder van een meter. Hoe lager in de band hoe langer de kippenladder wordt. Dit werkt tot nu toe erg goed. De stukjes kippenladder zijn met AMP bussen en pennen uitgevoerd zodat deze snel te wisselen zijn. De AMP spullen vind je overigens bij iedere doe het zelf zaak.

Op de camping staat een Yaesu 857 met daarop een antenne tuner en een end-fed 20/40 mtr. Antennedraad is iets korter dan 20m. Voor beide banden hoef je bijna niet te tunen en de terugwerking is nihil.

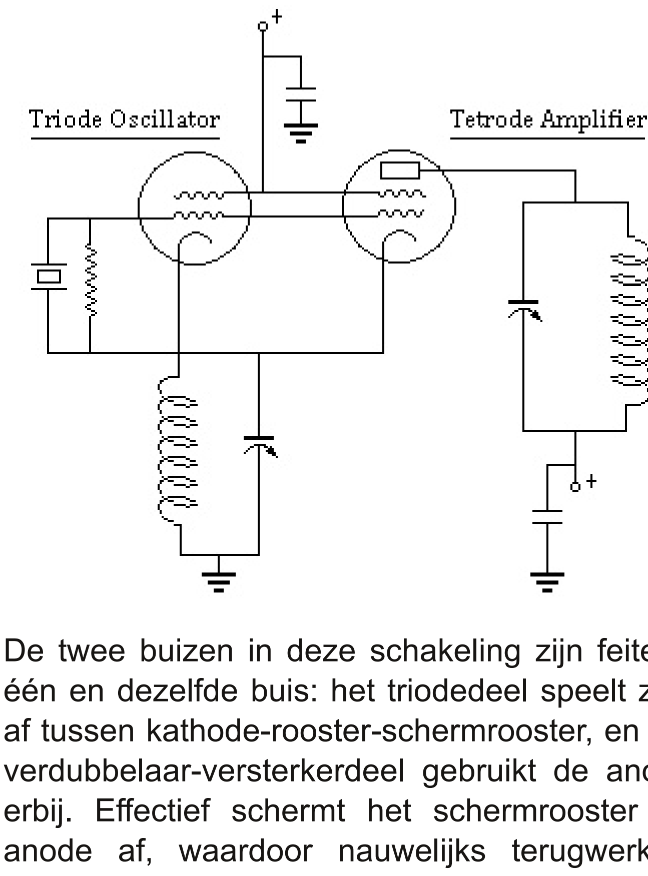
73 PE1PWR

De Tri-Tet oscillator

Even een verhaal uit de oude doos. In deze tijd van SDR radio's kan je je bijna niet meer voorstellen dat je zo'n 80 jaar terug nauwelijks onderdelen kon krijgen voor een radiozender. Buizen, de actieve elementen uit die tijd, waren schreeuwend duur en arbeid was goedkoop. Tegenwoordig is het andersom: arbeid is duur maar spullen kosten niets meer. Het gevolg daarvan is dat het vaak niet meer de moeite loont om dingen te repareren en je een apparaat beter kunt vervangen. Nou ja, een IC7300 misschien niet, maar verder loont reparatie vaak niet meer. Dus als je 80 jaar geleden een zender wilde bouwen en je wilde op 40m uitkomen met je 3,5MHz kristal, dan had je niet het geld om een zender te bouwen met een oscillator, een verdubbelaar en een eindtrap. Voor de prijs die de drie buizen bij elkaar kostten kon je een huis kopen. Dan word je vanzelf wel vindingrijk. En een van die producten van vindingrijkheid uit de koker van het radio amateurisme was de Tri-Tet oscillator.

Tri-Tet staat voor Triode-Tetrode. In juni 1933 publiceerde de technische redacteur van het amateur magazine QST, James Lamb (W1CEI), een artikel dat een revolutionair nieuw type kristal oscillator beschreef -- een ontwerp dat voor de rest van dat decennium de meeste zender ontwerpen zou bepalen, tot aan het uitbreken van de tweede wereldoorlog. Lamb's artikel beschreef het gebruik van een enkele tetrode of pentode die werkte als zowel een kristaloscillator als een harmonischen opwekkende versterker. De schakeling was zowel rijk aan harmonischen als stabiel. Het afstemmen van de anodekring had maar weinig effect op de kristalfrequentie en op de oscilleervoorwaarde. De oscillator leek sterk op een normale triode rooster-anode oscillator maar hij gebruikte het schermrooster als de 'anode'. De afstemkring die je normaal in de anode ziet is nu aan de kathodekant van de elektronenstroom geplaatst, waardoor het schermrooster voor HF aan massa gelegd kon worden. De normale kathode-anode schakeling werd gebruikt als een hard aangestuurde harmonischen opwekkende rooster-schermrooster versterker, die afgestemd werd op de gewenste harmonische van het kristal. Deze configuratie stelde amateurs in staat om slechts één kristal te gebruiken op twee banden waardoor er geen noodzaak was voor een tweede trap in de eerstvolgende hogere band. In 1933 konden de meeste amateurs zich geen bak kristallen veroorloven aangezien een standaard 40m kristal in die tijd $20 kostte, een kostbare investering in de arme 30-er jaren. Ter vergelijking: de inflatie sinds 1930 is ongeveer een factor 22...

Lamb's Tri-tet Circuit



De twee buizen in deze schakeling zijn feitelijk één en dezelfde buis: het triodedeel speelt zich af tussen kathode-rooster-schermrooster, en het verdubbelaar-versterkerdeel gebruikt de anode erbij. Effectief schermt het schermrooster de anode af, waardoor nauwelijks terugwerking optreedt van de versterker naar de oscillator. Een vernuftig ontwerp.

Door onbegrip en misbruik kreeg deze schake-

ling een slechte naam als kristalmoordenaar. Wat je namelijk beslist níét moet doen bij deze schakeling, is de resonantiekring in de kathode op de grondfrequentie van het kristal afstemmen. Dan was het afgelopen met het kristal. De resonantiekring moet ergens rond de 1,5-2x de grondfrequentie afgestemd worden. Je moest er dus voor zorgen dat je met de afstemcondensator nooit op de grondfrequentie kon komen. Neem daarbij in aanmerking dat je in 1930 niet even een griddipper van de plank kon trekken, dus vaak werd een vaste condensator-spoel combinatie gebruikt.

Lamb's artikel ging verder met het beschrijven van een schakeling met laag vermogen die kon worden gebruikt om opeenvolgende versterkertrappen te voeden, maar stopte met het beschrijven van het directe gebruik ervan als een zelfstandige tweebandszender. Zenderprojecten gepubliceerd in QST begonnen al snel de Tri-tet kristaloscillator te gebruiken en multiband tweetrapszenders werden al snel een realiteit. De ontwikkeling van een praktische tri-tet-zender met één buis werd overgelaten aan de assistent-technisch redacteur van QST, George Grammer (W1DF), die minder dan een jaar later zo'n project beschreef in "A One-Tube Crystal-Controlled Transmitter" in QST van maart 1934. De zender van Grammer presenteerde een gemakkelijk te dupliceren breadboard-achtige zender die goed werkte op twee banden met slechts één kristal - ofwel op 160 en 80m, met een 160m kristal of op 80 en 40m, met een 80m kristal. Latere ontwerpen zouden ook de werking op 20 meter beschrijven met een kristal voor 40 meter. Hoewel het originele artikel van Lamb het meten van nuttige 'harmonisch vermogen' op de derde en vierde harmonischen beschrijft (verdrievoudiging en verviervoudiging), lijkt het erop dat deze toepassing alleen in de praktijk werd gebracht bij gebruik in meertrapszenders en zelden of nooit in ontwerpen van een zender met een enkele buis. Hoewel het zeer waarschijnlijk is dat meer dan een paar novices uit de jaren 50 hebben geprobeerd hun tri-tets met één buis te verdrievoudigen tot 15 m, is er geen informatie te vinden van iemand die een tri-tet op 10 m gebruikte.

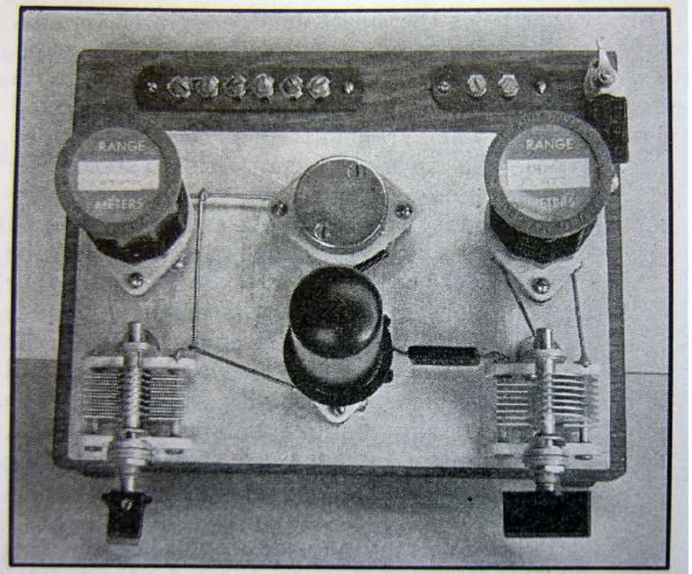
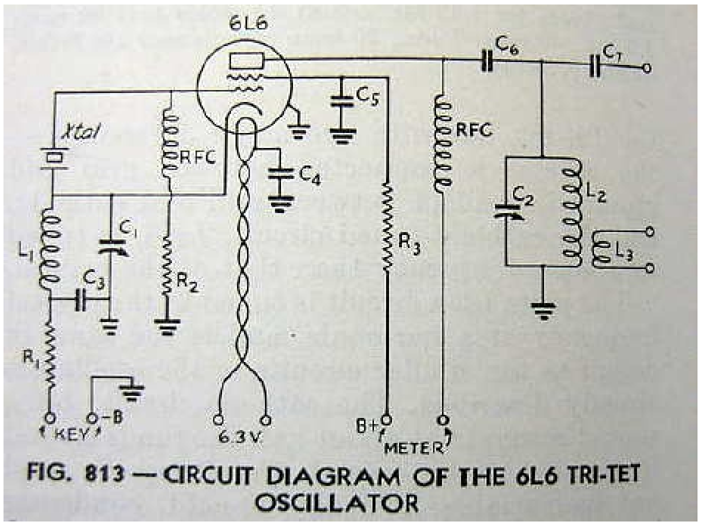


FIG. 812 — A SIMPLE CRYSTAL-OSCILLATOR TRANSMITTER USING A 6L6 TUBE

Steve McDonald VE7SL besloot om eens te proberen met een tri-tet éénbuis zender op 10m uit te komen. Het testen begon met het bouwen van een reeks testbedmodellen met de 6L6 en het uitproberen van de RK-39 (pre-807-type), de 807 en de 6AG7. In alle gevallen werd alleen de 10 meter vierde harmonische gekeken. Naast het bouwen van de 'Handboek'-versie die hieronder wordt weergegeven, werd ook de versie van de afgestemde schermrooster-anodeschakeling gebouwd. Zijn oorspronkelijke doel was om tenminste 1 Watt spectraal schone HF op 10 m te genereren, evenals iets dat 'acceptabel' te sleutelen was. Zijn redenering was dat 1 Watt HF voldoende zou zijn om veel stations op 10 meter te werken tijdens periodes van goede propagatie. Hij wist ook dat het signaal, ongeacht welke versie gebruikt zou worden, op 10 m aardig zou 'chirpen'... maar zou het teveel zijn om echt mee in de lucht te kunnen komen?

Ter verduidelijking: onder "chirpen" wordt verstaan het iets in frequentie verlopen van de zender bij key-down. Dat is meestal het gevolg van het enigszins instorten van de voedingsspanning als gevolg van de belasting van de zender. De frequentie verloopt dan ook iets met een tjoepend geluid, in het Engels "chirpen".



Schema van de Tri-Tet oscillator-zender



Praktische uitvoering van de zender

In de daarop volgende weken van bouwen en testen bleek de 6L6 de best presterende buis, voor wat betreft uitgangsvermogen en keying. Alle andere buizen produceerden ofwel lagere outputs (ongeveer 1 Watt) of slechtere sleutel-karakteristieken, zelfs wanneer de roosterlek-waarden en de schermroosterspanningen nauwkeurig werden afgeregeld. De RK-39 en de 807 waren bijzonder gevoelig bij het afstemmen van de kathodetank, omdat verschillende afstemmingscombinaties snel leidden tot afslaan van de oscillator tenzij de afstemming nauwkeurig was. Het uitgangsvermogen zag er in eerste instantie vaak veelbelovend uit, totdat er werd gefilterd op uitsluitend 10m HF, wat aangaf dat er een hoop vermogen in de hogere harmonischen aan de uitgang zat. Afstemmen op alle testmodellen vereiste het gebruik van een gekalibreerde golfmeter (HF-sniffer), samen met een ohmse belasting van 50 ohm op 10m. De kathodeafstemming bleek bijzonder kritisch te zijn en moeilijk te begrijpen. De waarden van het kathodetankcircuit in de testopstelling waren zo gekozen dat het onmogelijk zou zijn om op 40 meter door de fundamentele frequentie van het kristal af te stemmen en resoneerde van 10 MHz tot 18 MHz. De beste sleutelkarak-teristieken voor het werken op 10m met de uiteindelijke versie bleken op te treden wanneer de kathodetank was afgestemd op 14 MHz. Dat viel ook samen met het punt van het laagste ongewenste harmonische vermogen aan de uitgang. Afstemmen op dit punt levert een zeer mooie waarneembare 'piek' op in zowel 10m uitgangsvermogen als anodestroom, waarbij beide waarden aan weerszijden van het 14 MHz-punt vallen. Door de tank lager in frequentie af te stemmen in de richting van 10MHz nemen de anodetroom en het uitgangsvermogen opnieuw toe, maar het grootste deel van het uitgangsvermogen is niet 10m energie en de sleutelkarakteristieken nemen merkbaar af.

De definitieve versie bleek beter te presteren dan de testbedversie, waarschijnlijk vanwege een betere aarding van de schakeling, kortere draden, het ontbreken van diverse meetsnoeren die in elkaar passen en een efficiëntere L2 / L3-uitgangstank. Er is nu bijna 4,5 Watt aan spectraal schone 10m HF te verkrijgen, wat de oorspronkelijke verwachtingen ver overtrof. Het sleutelen chirpt inderdaad maar is acceptabel en veel beter dan gehoopt, aangezien alle keying afwijkingen vier keer worden vermenigvuldigd tegen de tijd dat ze 28 MHz bereiken. Zowel gestabiliseerde schermroosterspanning als een schermroosterspanning via een weerstands-deler werden geprobeerd, maar zonder duidelijk verschil in keying. Het sleutelen kan zo worden gemaakt dat het Collins-achtig klinkt, maar ten koste van een sterk verminderd uitgangs-vermogen (ongeveer 1 Watt). Afstemmen op 10m toont een zeer mooie 'dip' in anodestroom

bij resonantie. De toevoeging van een kleine variabele condensator in serie met de tweeslags uitgangswikkeling maakt het mogelijk om de zender volledig, bijna pi-netwerkachtig, op het 50 ohm antennesysteem aan te passen. Zonder deze mogelijkheid is het uitgangsvermogen beperkt tot ongeveer 2 Watt.

Uitgaande van een 40m kristal kan de zender dus op 40, 20 en 10m afgestemd worden. Om de zender niet nodeloos ingewikkeld te maken is er in de definitieve versie niet gekozen voor het uitschakelen van het kathode tankcircuit zodat alleen op de harmonischen getest is. Het resultaat zie je in de tabel hier rechts. 11W op 20m, 7W op 15m en 4,5W op 10m. Kijk niet naar de efficiency want die is op 10m niet best, maar het moge duidelijk zijn dat het zeer wel mogelijk is om een enkele buis te gebruiken op meerdere banden met slechts 1 kristal. En dat was voor de tijd waarin deze schakeling ontwikkeld werd, een revolutionaire ontwikkeling.

Tri-Tet-Ten Working Parameters

10m

Plate Voltage = 400V
Plate Current = 75ma
Screen Voltage = 280V
Screen Current = 4.4ma
Power Out = 4.5W
Power In = 30W
Plate Efficiency = 15%

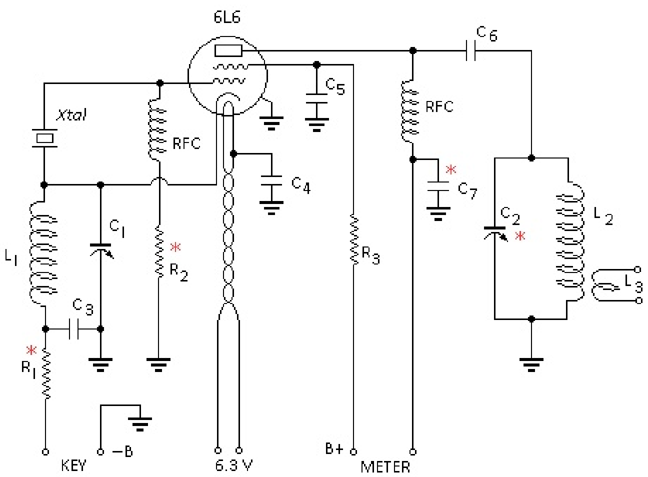
15m

Power Out = 7W
Plate Efficiency = 30%

20m

Power Out = 11W
Plate Efficiency = 42%

CIRCUIT DIAGRAM OF THE 6L6 TRI-TET OSCILLATOR
(P. 162 1938 RADIO AMATEUR'S HANDBOOK)



PART VALUES

C1 - 100 mmfd
C2 - 35 mmfd (100mmfd original)
C3 - .002 mfd
C4 - .01 mfd
C5 - .01 mfd
C6 - 250 mmfd mica
C7 - .002 mfd (added)
R1 - 100 ohm (400 ohm original)
R2 - 150K (100K original)
R3 - 27K (25K original)
RFC - 2.5mH
L1 - 8T # 22 wound over 2" length on 1 1/2" form (original 5T over 1" length)
L2 - 5T # 22 wound as above
L3 - 2T link interwound between last 2 turns of L2

Tot slot het schema van de definitieve versie met bijbehorende onderdelenlijst, mocht je het zelf eens willen proberen. De anodespanning staat er niet bij, maar ik gebruik voor de 6L6 in mijn B2 replica zo'n 500V anodespanning. Dat is genoeg voor zo'n 17W op de grondfrequentie, dus dat zal - gezien de opgegeven vermogens voor de harmonischen - niet veel afwijken van wat deze schakeling zal kunnen leveren met die spanning. Het enige probleem zal zijn dat als je alle werkend hebt, het maken van verbindingen op 10m wel eens een uitdaging zou kunnen zijn met de huidige condities. Wat niet wegneemt dat een geslaagde verbinding dan uiteraard een hoop voldoening geeft, en ik heb de eerste openingen op 10m al gezien. Het kan dus wél.

50 Ohm uitgangsimpedantie en constant signaalniveau voor DDS-VFO of Signaalgenerator

Mans Veldman PA2HGJ

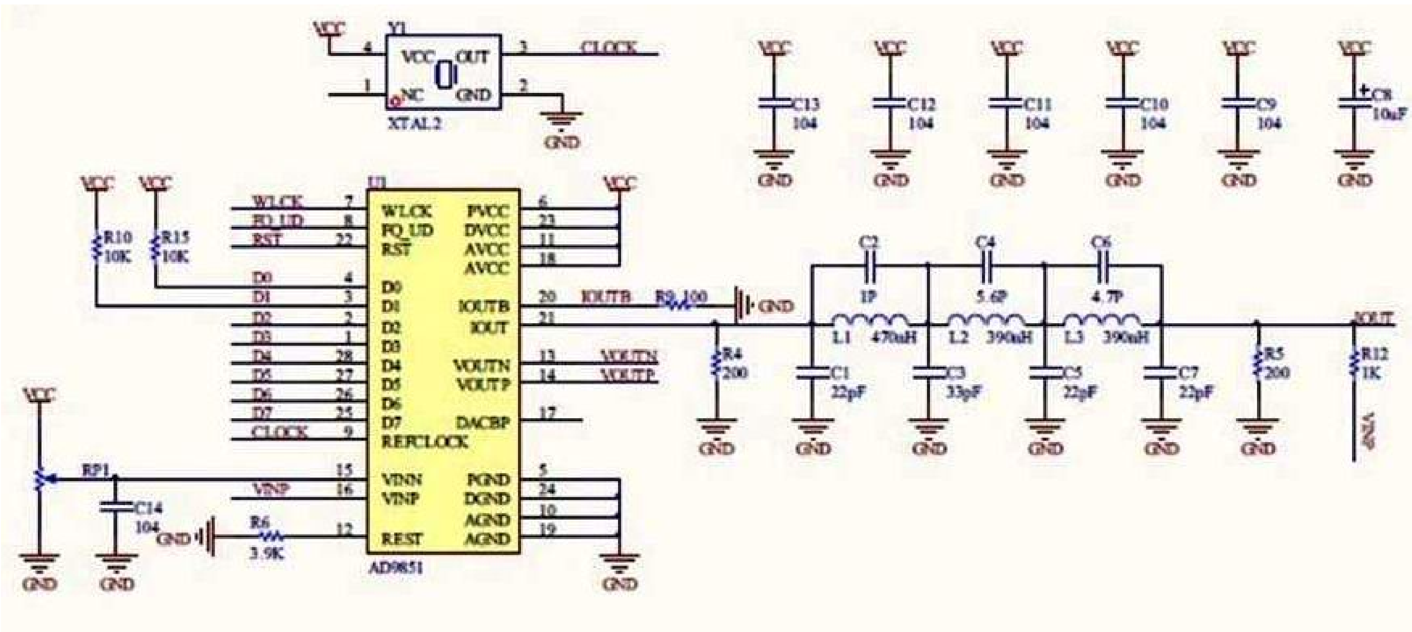
Ik heb een VFO gemaakt op basis van een Arduino Nano en een AD9850 DDS-module uit China en wil die gebruiken voor mijn ontvanger experimenten waarin ik high-level Double Balanced Mixers gebruik. Deze DBM's hebben meestal een stevig local oscillator signaal nodig. De SBL-1 b.v. is een Level 7 mixer en verwacht een +7dBm/50Ω LO signaal. Maar er zijn ook Level 13 en zelfs Level 17 mixers.

Met minder LO signaal werkt zo'n mixer ook wel, maar dan worden de eigenschappen zoals conversion loss en isolatie tussen in- en uitgangspoorten slechter, ook is het signaal-niveau aan de uitgang (IF poort) direct afhankelijk van het LO niveau.

Het is ook belangrijk dat de in- en uitgangs-poorten van de DBM over een breed frequentie bereik met een 50Ω impedantie worden afgesloten. Dit bepaalt in hoge mate het IM3 gedrag van de mixer. Een 50Ω afsluiting voor de LO poort is eenvoudig te realiseren door een weerstandverzwakker met Zin = Zuit = 50Ω tussen oscillator en LO-poort op te nemen. Het nadeel is dat het oscillatorsignaal verhoogd moet worden met de mate van verzwakking om de gewenste +7dBm te behouden.

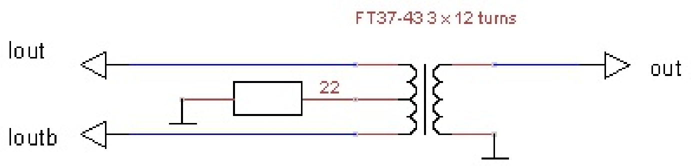
Ik ben eerst eens begonnen met het meten van de eigenschappen van de AD9850 DDS-module. Het schema staat hieronder. Je ziet de DDS chip en de 125MHz kristaloscillator voor de clock. Aan de uitgang een door een dapper Chineesje ontworpen (of gekopieerd, hi) filter. Het filter is afgeleid van het filter zoals dat in de AD9850 Datasheet[1] is opgenomen. In de datasheet wordt een 5 pool filter voorgesteld met een -3dB kantelpunt op 45MHz, de Chinese variant is een 7-pool met de -3dB kantel-frequentie op 70MHz.

De maximale uitgangsfrequentie van een DDS volgt uit het theorama van Nyquist-Shannon dat aangeeft dat de bemonsteringsfrequentie van een signaal 2 maal zo hoog moet zijn als de hoogste frequentie in dat signaal. Bij een clock van 125MHz komt de theoretische maximale uitgangsfrequentie van de DDS op 62,5 MHz. In de praktijk ligt deze waarde dichter bij 50MHz voor een onvervormde sinus. Analog Devices



hanteert in de datasheet een maximale frequentie van 40MHz bij een 125MHz clock, hetgeen ook in overeenstemming is met het filter in de datasheet. De Chinezen willen de klant blijkbaar meer "waar" voor zijn geld geven door het filter tot 70MHz door te laten lopen, de rimpel boven 50MHz in de doorlaat krijg je er gratis bij.

De AD9850 heeft twee analoge uitgangen, Iout (sinus) en een complementaire uitgang Ioutb (cosinus). Je kunt uit de AD9850 dus direct een IQ signaal halen voor SDR, maar de Chinese module gebruikt alleen de Iout met daarachter het filter. De Ioutb uitgang is alleen ongefilterd beschikbaar. Je kunt de uitgangen eventueel aansluiten op de ingebouwde comparator en ze daarmee omvormen tot een blokgolf. Het is jammer dat de Chinezen niet beide uitgangen gebruiken; omdat beide signalen 180° in faze verschillen kun je ze combineren in een push-pull trafo en daarmee 6dB winst behalen.



Uit de DDS-Module komt een sinusvormig signaal (inherent aan het DDS principe). Ik heb met de scope de EMK na het filter gemeten en daarna de uitgangsimpedantie bepaald, deze bedraagt ongeveer 100Ω.

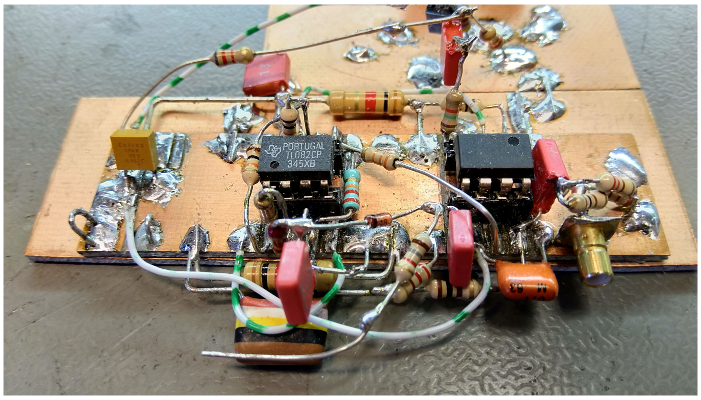
Een +7dBm signaal komt overeen met 5mW en daarvoor heb je een spanning van 1,414 V_{tt} over 50 Ω nodig. De DDS kan dat niet leveren, daar moet dus wat versterking achter. Wat ook nog meespeelt is dat de uitgangsspanning niet lineair is maar afneemt met toenemende frequentie, dit zal deels te wijten zijn aan het filter. Ik moet achter de DDS dus iets maken dat mijn uitgangsniveau opkrikt tot +7dBm maar het ook over het bereik van de DDS (0-40MHz) constant houdt.

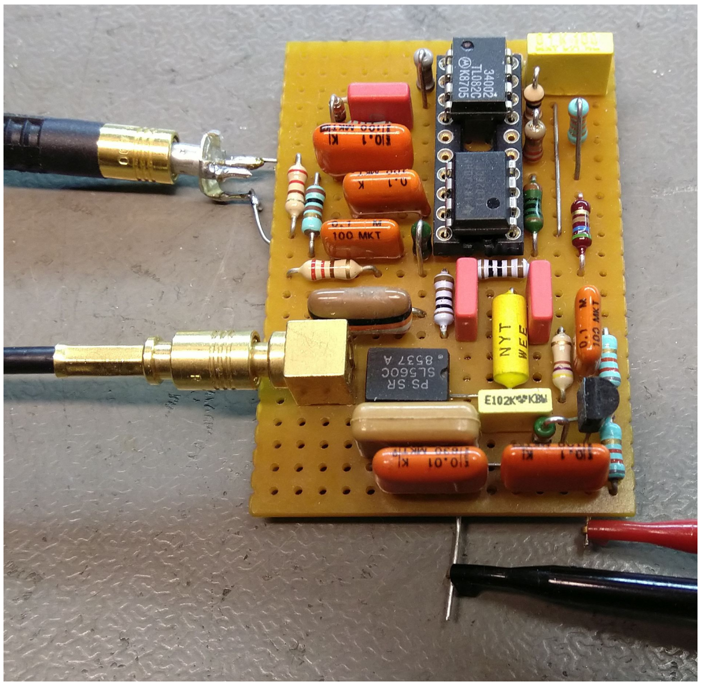
Mijn eerste experimenten met een teruggekoppelde versterker, terugkoppeling om de versterker breedbandig te maken, en een emittervolger voor een 50Ω uitgang waren niet bevredigend. Vanwege de benodigde hoge emitterstroom en gebruik van een koppelcondensator ging mijn uitgangssignaal ook nog clippen (allemaal na te lezen in PA3CNO's Blog in vorige Razzies). Frank, PA3CNO wees mij toen op een TL026 chipje dat hij gebruikte in zijn Sweeperino[2]. Na het lezen van de datasheet[3] leek dit een zeer bruikbaar chipje, het is een directe opvolger van de UA733, een breedband videoversterker. De TL026 heeft een bandbreedte van 50MHz maar heeft ook een AGC ingebouwd en daarmee is het eenvoudig om de uitgangspanning op een constant niveau te houden, mits goed toegepast…

Een TL026 met daarachter een emittervolger voor een 50Ω uitgang leek mij de oplossing. Om achter de emittervolger (Zut = 50 Ω) de gewenste 1,414V_{tt} over een 50Ω belasting te krijgen is er een onbelaste spanning van 2,828V_{tt} nodig. De TL026 kan, volgens de datasheet, max. 3 V_{tt} leveren dus dat zou moeten werken was mijn redenatie. Al snel had ik het spul als hooiberg op een print staan en het werkte wel, maar niet zoals ik het verwacht had.

Twee foto's vind je op de volgende bladzijde: de "hooiberg" en de definitieve uitvoering op een stukje gaatjesprint.

DDS uitgangsfrequentie	EMK	Belast met 100 Ω
1 MHz	1 V_{tt}	0,5 V_{tt}
10 MHz	0,8 V_{tt}	0,4 V_{tt}
20 MHz	0,6 V_{tt}	0,3 V_{tt}
30 MHz	0,5 V_{tt}	0,25 V_{tt}





- Bij direct insturen vanuit de DDS was er enorme vervorming aan de uitgang van de TL026 omdat deze vastliep, een weerstand-deler aan de ingang loste dit in eerste instantie op.
- Na de emittervolger had ik vervorming op de negatieve doorgang (clippen), een push-pull emittervolger loste dit op, maar introduceerde cross-oververvorming. Twee diodes in de basisdeler loste dit weer op, maar was naar mijn smaak meer geschikt in een LF-eindtrap.
- De push-pull emittervolger werd vervangen door een Darlington van 2N2222 en 2N3866 maar dit gaf ook weinig verbetering. Ik haalde krap aan een niveau van +6 à 7dBm achter de emittervolger en ik had nog steeds last van afnemende amplitude boven 20MHz, ondanks de TL026. Door te spelen met de versterking voor het AGC signaal hoopte ik de uitgangs-spanning hoger te krijgen, maar ondanks de berekende weerstanden ging de u_{uit} niet omhoog.

Na een paar dagen de boel aan de kant gelegd te hebben viel het kwartje… Als ik de AGC zodanig instel dat de u_{uit} hoger moet worden maar dit gebeurt niet, dan kan dat alleen betekenen dat de TL026 aan zijn grens zit. Dit verklaart ook het afnemen van de spanning boven 20MHz. Immers, de uitgangspanning van de DDS wordt lager, de TL026 moet dit compenseren met toenemende versterking, maar als de TL026 al op maximale gain zit dan gaat dat niet meer.

Goede raad was niet duur want die stond al in de datasheet. Het eerste wat ik gedaan heb is de TL026 weer volgens datasheet instellen op een uitgangsniveau van $1V_t$. Om de TL026 in te sturen met een signaal in het midden van z'n regelbereik heb ik met een meetzender het minimale ingangsniveau (waarbij het uitgangs-signaal gaat afnemen, dus de TL026 het niet meer op niveau houdt) en het maximale (waarbij uitgangsspanning gaat vervormen) bepaald. Omdat zowel de ingang van de TL026 in mijn hooiberg, als uitgang van de meetzender 50Ω zijn kon ik de waardes eenvoudig aflezen op de verzwakker van de meetzender. Min. u_{in} was -14dBm en max. u_{in} -6dBm. Ik koos het midden hiervan, -10dBm, wat overeenkomt met $200mV_{tt}$ over 50Ω.

Mijn DDS geeft echter $500mV_{tt}$ in 100Ω (= -5dBm). Ik heb toen de ingangsweerstanden van de TL026 verhoogd naar 100Ω en hierover moet dan een spanning van $200mV_{tt}$ staan, te leveren door de DDS. $200mV_{tt}$ over 100Ω is -13dBm. Tussen DDS en TL026 moet dus 8dB verzwakking. Voor het berekenen van een 8dB pi-verzwakker met Zin = Zui = 100 Ω staan er zat tools op internet[4].

De TL026 werkte nu naar verwachting, te weten uitgangsniveau recht tussen 1-40MHz. Alleen nog geen +7dBm, ik had maar $2V_{tt}$ over een Z_{uit} van 2kΩ. Eerst een emittervolger erachter gezet om de 2k omlaag te brengen naar 50 Ω. Zorg

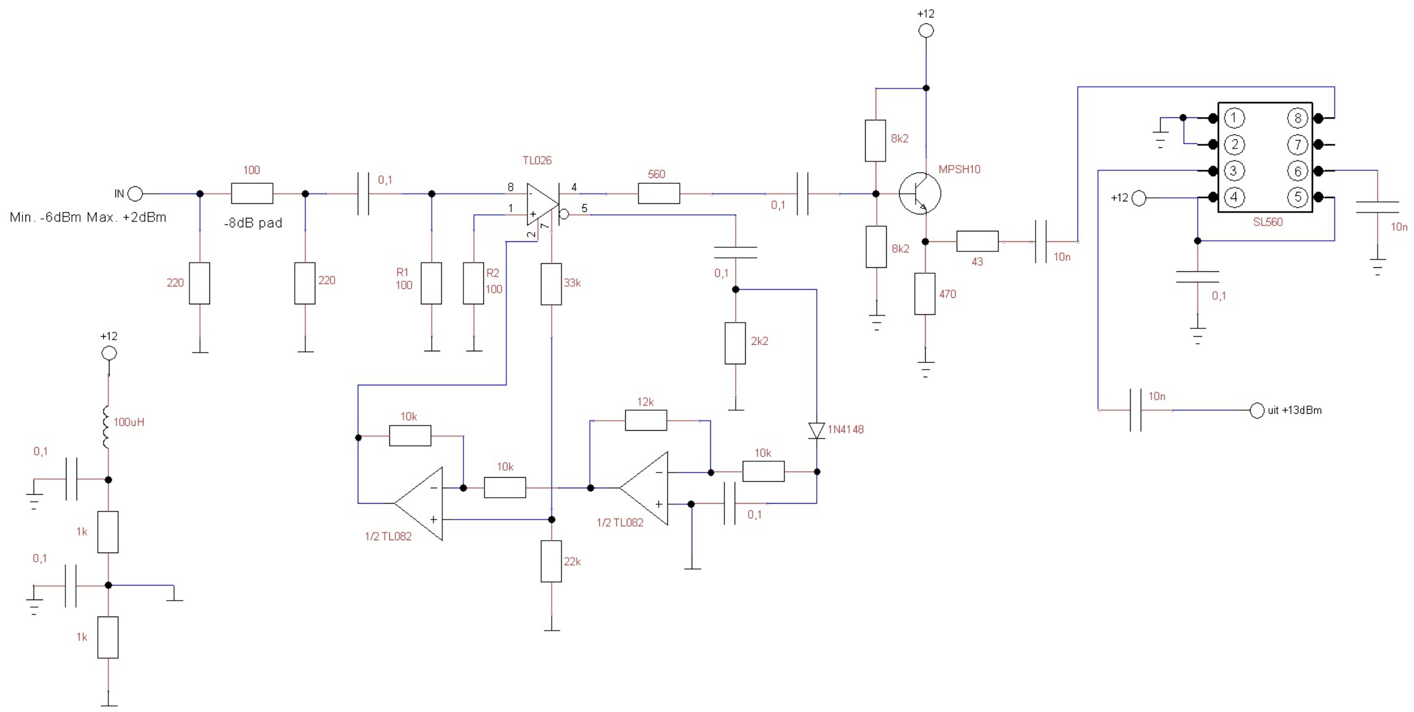
wel dat de transistor in de emittervolger een voldoende hoge f_t heeft anders wordt dit een beperkende factor bij hogere frequenties. Ik had een MPSH10[5] in de junkbox met een f_t van 650MHz. Omdat de emitterstroom een stuk lager kan zijn (10mA) geen last van clippen meer. Na wat zoeken in de junkbox kwam een print uit een of andere CAI installatie boven water met daarop een SL560 chip van Plessey; dit is een 300MHz versterker met 50 Ω in- en uitgang en een gain tot 40dB. In de datasheet[6] staat een mooie toepassing als 50 Ω line driver met 14dB gain en ruim voldoende bandbreedte. Nu is de SL560 een oud ding maar een moderne MMIC zoals MAR-1 zal het hier net zo goed doen. Direct aansluiten van de SL560 op de emittervolger gaf een vervormd uitgangssignaal, dit is opgelost met een serieweerstand tussen de uitgang van de TL026 en de emittervolger. Ik heb achter de SL560 nu een uitgangsniveau van +13dBm dat recht is tussen 1-40MHz. Mijn eerste gedachte was dat +13dBm veel te veel is, maar achteraf gezien is het eigenlijk perfect.

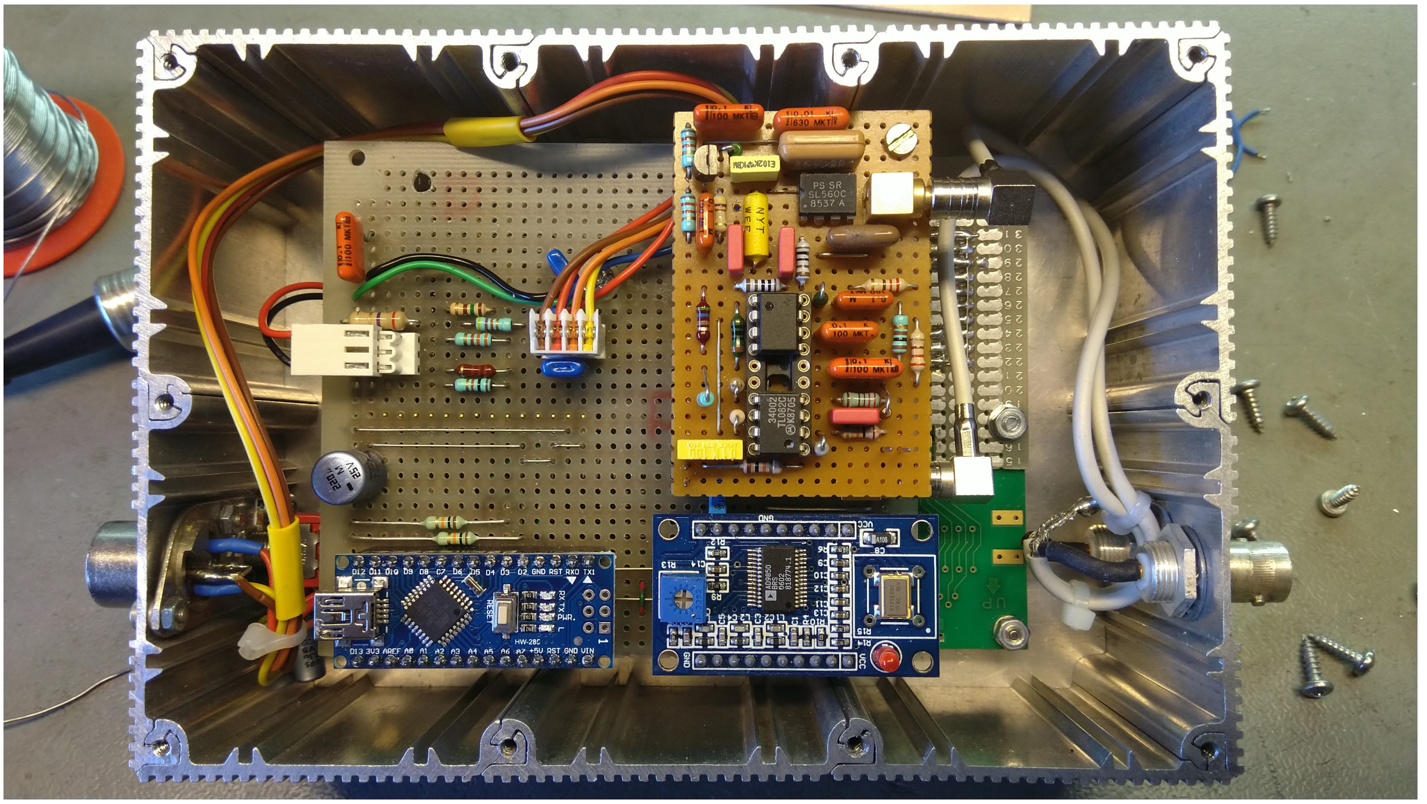
- Ik kan direct Level 13 mixers aansturen.
- Na opnemen van een 6dB verzwakker kan ik Level 7 mixers zoals een SBL-1 direct aansturen en is de LO poort meteen perfect met 50Ω afgesloten.
- Met een stappen- of variable verzwakker achter de DDS kan ik deze ook als meetzender gebruiken met een goed gedefinieerd uitgangsniveau over 50 Ω. Standaard verzwakkers die zijn ontworpen voor 50Ω zijn nu ook bruikbaar.

Ik heb alles op een compact stukje gaatjesprint gebouwd en bij de DDS-VFO ingebouwd. Maar als losse module in een metalen kastje met 50Ω in- en uitgang is het een prima breedband-versterker in allerlei meetexperimenten.

Het schema spreekt verder voor zich. Let wel op, de TL026 en TL082 Op-Amp hebben een symmetrische voeding nodig, ik heb het opgelost met een virtuele GND op potentiaal van de halve voedingsspanning. Een spanningsdeler met voldoende ontkoppeling voldoet, maar een aparte 6V uit een 3-poot regelaar kan natuurlijk ook. De TL026's heb ik besteld bij Mouser[7].

[1] https://bit.ly/2LJXoEF
[2] https://bit.ly/2TIGsZD
[3] https://bit.ly/2WLQg16
[4] https://bit.ly/2Zq1N85
[5] https://bit.ly/2LGljVs
[6] https://bit.ly/2Tloc2m
[7] https://bit.ly/2Xqxrjd





De TL026 module ingebouwd bij de DDS-VFO

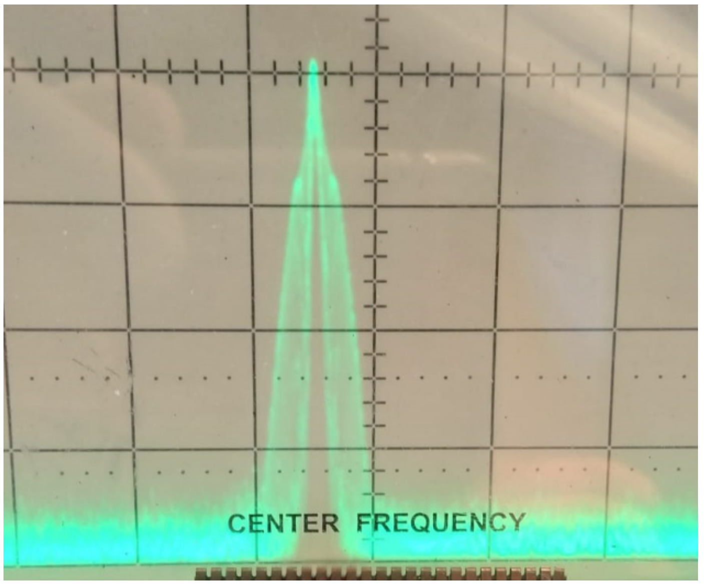
PA3CNO's blog

Vanuit mijn werkplaats is er weinig nieuws te melden. De voorbereidingen voor de bouw van de Paraset gaan gestaag door en verder heb ik geen projecten onder handen. Door het wegvallen van onze Liechtenstein expeditie, wat doorgaans de kraamkamer is voor nieuwe ideeën en projecten, is er momenteel weinig om aan te sleutelen. Wel heb ik me in het weekend van 10 mei uitgeleefd op 20m met de call PA75VERON, maar de condities zijn nog steeds niet om over naar huis te schrijven, nog afgezien van de eeuwige contesten in het weekend. Wat ik nog wel heb gedaan, is een bandspreiding berekend voor 80, 60 en 40m voor de Paraset, met maar twee schakelcontacten. Het is nog allemaal theorie, dus daar heb je nog niet zoveel aan. Eerst zien of de praktijk overeenkomt met de theorie, maar zover is het nog niet. Ik moet nu eerst zien dat ik alle mechanica voor elkaar krijg: de mechanische vertraging van de afstemming, en de behuizingen van zowel de voeding als de set. Helaas heb ik daar een zetbank voor nodig en misschien ook een plaatschaar. Ik zal op zoek moeten naar iemand die mij daarbij kan helpen.

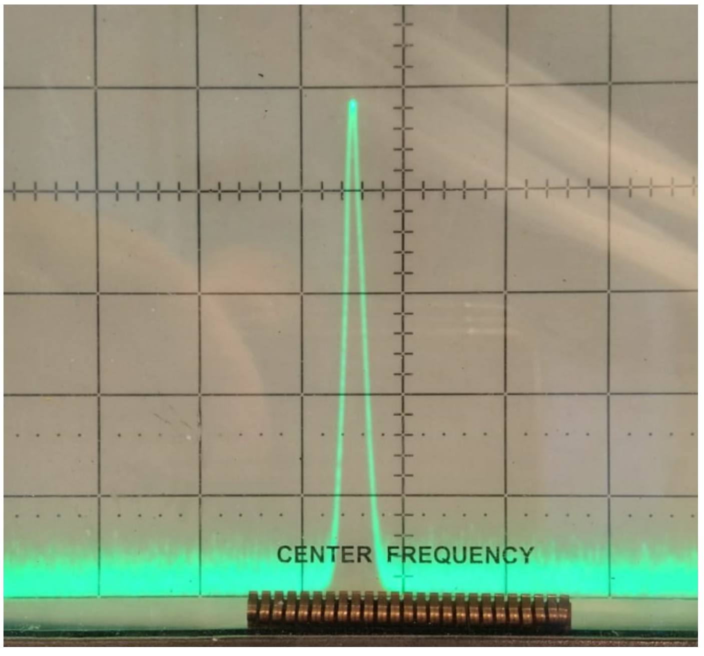
Wat kwam er weer voorbij in de PI4RAZ app. Die app is een bron van informatie, discussie en hulp voor onze clubleden. Mans deelde zijn ervaring met DC-DC converters uit China. Hij gebruikt er een in zijn DDS-VFO om 5V te maken uit de 12V voeding, voor het voeden van de Arduino Nano en de AD9850 DDS. Dat gaat doorgaans veel efficiënter dan het gebruik van een analoge driepoot, want die zet de meeste energie om in warmte en het werkte dan ook goed. Nou had Mans achter de DDS een versterkertrapje gemaakt dat direct gevoed werd uit de



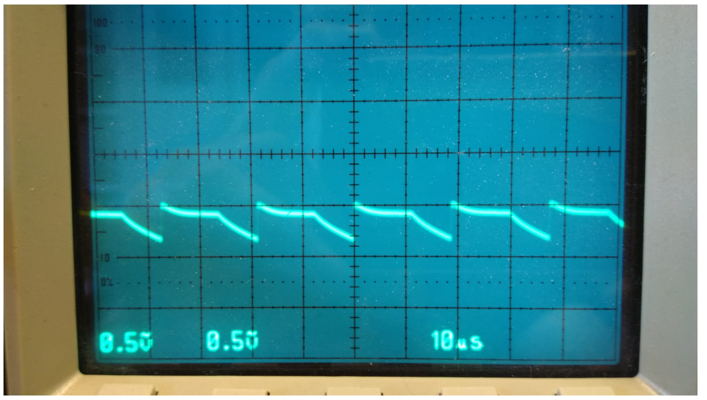
12V, dus parallel aan de ingang van de DC-DC module. Hieronder het resultaat van het signaal achter de versterkertrap.



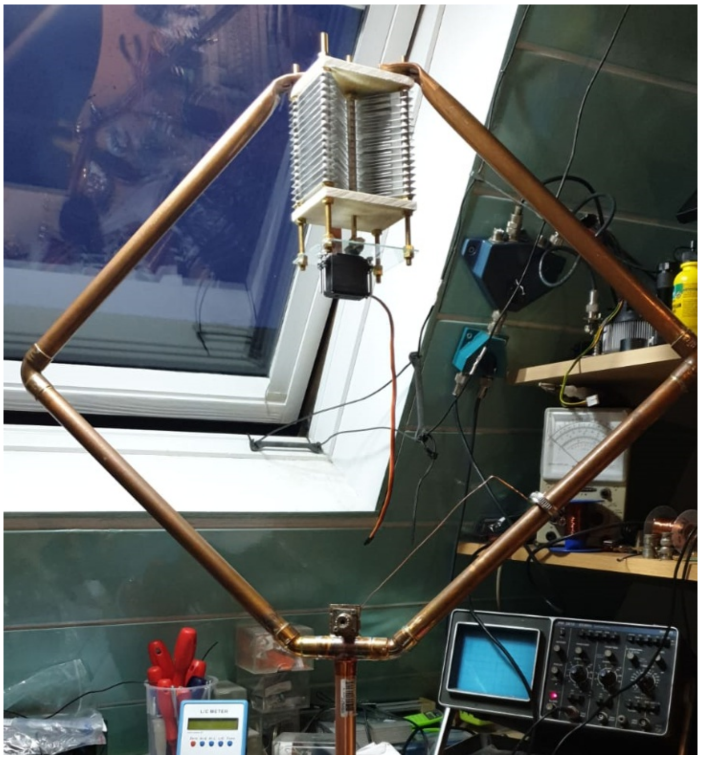
Werd de versterker gevoed met een losse 12V voeding, dan had Mans een mooi signaal:



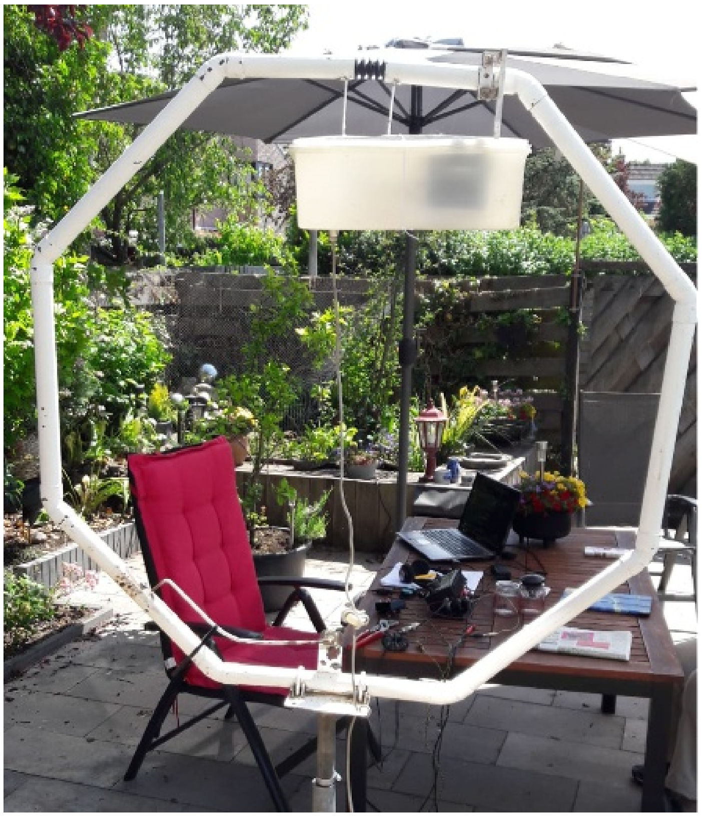
Op de foto rechts boven zie je de rimpel aan de INGANG van de DC-DC converter. Dat die converters storen was wel bekend (ik heb er eens een toegepast in mijn 2m transceiver en die was meteen een stuk ongevoeliger van de rotzooi die zo'n ding produceert) maar dat je daar ook aan de ingang last van hebt, is toch minder bekend. Mans maakte een filter aan de ingang met een 100µH smoorspoel en een condensator van 470µF. En nu is het signaal aan de uitgang van het versterkertje schoon.



Verder wordt er nog steeds veel geëxperimenteerd met loop antennes: Chris PA0OKC werkt aan een 50MHz versie en waar ook veel mee gespeeld wordt, is de afstemming op afstand. Variërend van gewone analoge afstemming tot besturing met een Arduino.



Een van de uitdagingen van besturingen met elektronica is het HF bestendig maken van de besturing. In de buurt van de loop is de veldsterkte natuurlijk enorm, en dat schopt de besturing in de war. Een tweede probleem is het dilemma met de aandrijving: een grote vertraging zorgt voor een grote nauwkeurigheid bij het afstemmen, maar dan duurt het een eeuwigheid om de afstem-C van minimaal naar maximaal te draaien. En kies je voor een snel doorlopen van het regelbereik, dan is het precies afstemmen erg moeilijk.





De analoge oplossing van Henny PA3HK

Loop antennes blijven een goed compromis tussen afmetingen en prestaties, zeker als je geen grote antenne kwijt kan. Ik spreek uit ervaring: ik werk er de halve wereld mee.



Afdelingsnieuws

Dit is weer een korte rubriek, want veel nieuws is er niet. Zoals het er naar uit ziet, mogen clubhuizen pas weer op 1 september open. Dat betekent dat dit seizoen qua bijeenkomsten als voorbij mag worden beschouwd. Het betekent QSL-kaarten opsparen: ik zie de pakken papier op de eerste bijeenkomst al van eigenaar wisselen... Volgende maand is het alweer juli en dan hadden we sowieso geen bijeenkomsten. Voor wat de vakantie betreft: vandaag werd bekend dat Europa op 15 juni waarschijnlijk weer van slot gaat. Ik zie nog niet gebeuren dat iedereen meteen in een vliegtuig springt, maar met de sleurhut op pad wordt dan misschien weer wat makkelijker. Anyway, als je het erop waagt en de radio meeneemt: stuur de redactie eens een foto van je Corona station in je camping bubbel. Ik ben zeer benieuwd hoe de vakanties in deze bijzondere omstandigheden verlopen. Je kunt je buren nu in elk geval wijsmaken dat de straling van je antennes de Corona virussen doden HI...